

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2001-127649

(P2001-127649A)

(43)公開日 平成13年5月11日(2001.5.11)

(51)Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テマコード [*] (参考)
H 0 3 M	13/29	H 0 3 M	5 J 0 6 5
	13/13		5 K 0 0 4
	13/15		5 K 0 2 2
	13/25		
	13/27		

審査請求 未請求 請求項の数12 O L (全 17 頁) 最終頁に続く

(21)出願番号	特願平11-308750	(71)出願人	000006013 三菱電機株式会社 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号
(22)出願日	平成11年10月29日(1999.10.29)	(72)発明者	松本 渉 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内
		(72)発明者	宮田 好邦 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内
		(74)代理人	100089118 弁理士 酒井 宏明

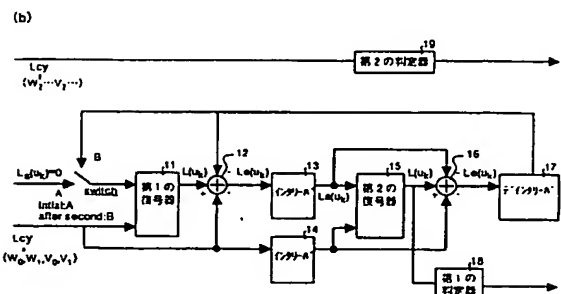
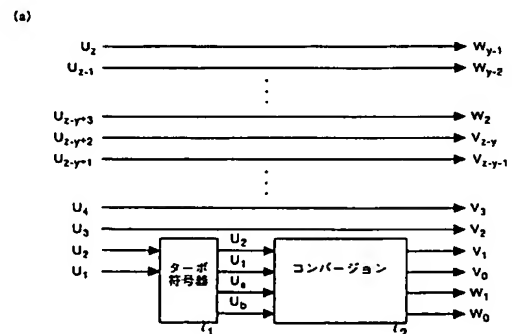
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 通信装置および通信方法

(57)【要約】

【課題】 計算量の削減および良好な伝送特性を実現可能な通信装置および通信方法を得ること。

【解決手段】 送信データの下位2ビットに対してターボ符号化を行うことにより、2ビットの情報ビットと2ビットの冗長ビットとを出力するターボ符号器1と、その出力を用いて各情報ビットに対する誤り訂正能力を均一にするための演算を行い、その演算結果と送信データにおけるその他のビットとを符号化結果として出力するコンバージョン2と、特性劣化の可能性がある受信信号の下位2ビットに対して軟判定を行うことにより、元の送信データを推定する復号器(11~18)と、受信信号におけるその他のビットに対して硬判定を行うことにより、元の送信データを推定する第2の判定器19を備える。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 誤り訂正符号として、ターボ符号を採用する通信装置において、送信データにおける所定数の下位ビットに対してターボ符号化を行うことにより、前記所定数に応じた情報ビットと、異なる手順で畳込み符号化された第 1 および第 2 の冗長ビットと、を出力するターボ符号化手段と、

前記所定数の情報ビットと前記各冗長ビットとを用いて、各情報ビットに対する誤り訂正能力を均一にするための演算を行い、その演算結果と、前記送信データにおけるその他のビットと、を符号化結果として出力する演算手段と、

受信信号における所定数の下位ビットから、情報ビットと第 1 の冗長ビットとを抽出し、その抽出結果と、事前情報として与えられた 1 つ前の軟判定出力（ない場合も含む）に基づいて軟判定を行う第 1 の復号手段と、

さらに、情報ビットと第 2 の冗長ビットとを抽出し、その抽出結果と、前記第 1 の復号手段からの軟判定出力に基づいて軟判定を行い、その結果を前記 1 つ前の軟判定出力として前記第 1 の復号手段に通知する第 2 の復号手段と、

前記第 1 の復号手段と前記第 2 の復号手段による軟判定を所定回数にわたって繰り返し実行後、前記第 2 の復号手段の軟判定出力に基づいて、もとの情報ビットを推定する第 1 の判定手段と、

前記受信信号における他のビットを硬判定することにより、もとの情報ビットを推定する第 2 の判定手段と、を備えることを特徴とする通信装置。

【請求項 2】 前記ターボ符号化手段は、インタリーブ処理後に符号化された一方の冗長ビットに対してデインタリーブ処理を行うデインタリーブ処理手段を備え、前記各情報ビットと前記各冗長ビットとの時刻を合わせて出力することを特徴とする請求項 1 に記載の通信装置。

【請求項 3】 リードソロモン符号とターボ符号とを併用することとし、送信側では、リードソロモン符号化後、ターボ符号化を実施し、受信側では、ターボ符号を復号後、リードソロモン符号を復号することを特徴とする請求項 1 または 2 に記載の通信装置。

【請求項 4】 インタリーブ処理を符号化に取り入れたターボ符号を採用する符号器を備え、その符号化結果を送信する通信装置において、前記符号器は、

複数ビットで構成される送信データを受け取り、前記送信データにおける所定数の下位ビットに対してターボ符号化を行うことにより、前記所定数に応じた情報ビットと、前記各情報ビットを畳込み符号化した第 1 の冗長ビ

ットと、インタリーブ処理後の各情報ビットを畳込み符号化した第 2 の冗長ビットと、を出力するターボ符号化手段と、

前記所定数の情報ビットと前記各冗長ビットとを用いて、各情報ビットに対する誤り訂正能力を均一にするための演算を行う演算手段と、

を備え、前記演算結果と、前記送信データにおけるその他のビットと、を符号化結果として出力することを特徴とする通信装置。

【請求項 5】 前記ターボ符号化手段は、前記第 2 の冗長ビットに対してデインタリーブ処理を行うデインタリーブ処理手段を備え、

前記各情報ビットと、前記第 1 の冗長ビットと、前記デインタリーブ処理後の第 2 の冗長ビットと、の時刻を合わせて出力することを特徴とする請求項 4 に記載の通信装置。

【請求項 6】 インタリーブ処理を符号化に取り入れたターボ符号を採用する符号器を備え、その符号化結果を送信する通信装置において、

前記符号器は、複数ビットで構成される送信データを受け取り、前記送信データにおける所定数の下位ビットに対してターボ符号化を行うことにより、前記所定数に応じた情報ビットと、前記情報ビットを畳込み符号化した第 1 の冗長ビットと、インタリーブ処理後の情報ビットを畳込み符号化した第 2 の冗長ビットと、を出力するターボ符号化手段を備え、

前記各情報ビットと、前記第 1 および第 2 の冗長ビットに加えて、前記送信データにおけるその他のビットを符号化結果として出力することを特徴とする通信装置。

【請求項 7】 リードソロモン符号とターボ符号とを併用することとし、リードソロモン符号化後、ターボ符号化を実施することを特徴とする請求項 4、5、または 6 に記載の通信装置。

【請求項 8】 ターボ符号化された受信信号を軟判定により復号する復号器を備える通信装置において、

前記復号器は、前記受信信号における所定数の下位ビットから、情報ビットと、畳込み符号化された第 1 の冗長ビットと、を抽出し、その抽出結果と、事前情報として与えられた 1 つ前の軟判定出力（ない場合も含む）に基づいて、前記情報ビットの軟判定を行う第 1 の復号手段と、

前記受信信号における所定数の下位ビットから、前記符号器側の出力数に応じた情報ビットと、前記第 1 の冗長ビットと異なる方法で畳込み符号化された第 2 の冗長ビットと、を抽出し、その後、抽出結果と、前記第 1 の復号手段からの軟判定出力に基づいて、前記情報ビットの軟判定を行い、その結果を前記 1 つ前の軟判定出力として前記第 1 の復号手段に通知する第 2 の復号手段と、

前記第1の復号手段と第2の復号手段による軟判定を所定回数にわたって繰り返し実行後、前記第2の復号手段の軟判定出力に基づいて、もとの情報ビットを推定する第1の判定手段と、

前記受信信号における他のビットを硬判定することにより、もとの情報ビットを推定する第2の判定手段と、を備えることを特徴とする通信装置。

【請求項9】 送信側がリードソロモン符号とターボ符号とを併用している場合、ターボ符号を復号後、リードソロモン符号を復号することを特徴とする請求項8に記載の通信装置。

【請求項10】 送信データにおける所定数の下位ビットに対してターボ符号化を行うことにより、前記所定数に応じた情報ビットと、異なる手順で畳込み符号化された第1および第2の冗長ビットと、を出力するターボ符号化ステップと、

前記所定数の情報ビットと前記各冗長ビットとを用いて、各情報ビットに対する誤り訂正能力を均一にするための演算を行い、その演算結果と、前記送信データにおけるその他のビットと、を符号化結果として出力する演算ステップと、

受信信号における所定数の下位ビットから、情報ビットと第1の冗長ビットとを抽出し、その抽出結果と、事前情報として与えられた1つ前の軟判定出力（ない場合も含む）に基づいて軟判定を行う第1の復号ステップと、さらに、情報ビットと第2の冗長ビットとを抽出し、その抽出結果と、前記第1の復号ステップにおける軟判定出力に基づいて軟判定を行い、その結果を前記1つ前の軟判定出力とする第2の復号ステップと、

前記第1の復号ステップと前記第2の復号ステップによる軟判定を所定回数にわたって繰り返し実行後、前記第2の復号ステップによる軟判定出力に基づいて、もとの情報ビットを推定する第1の判定ステップと、

前記受信信号における他のビットを硬判定することにより、もとの情報ビットを推定する第2の判定ステップと、を含むことを特徴とする通信方法。

【請求項11】 前記ターボ符号化ステップにあっては、

インタリーブ処理後に符号化された一方の冗長ビットに対してデインタリーブ処理を行うデインタリーブ処理ステップを含み、

前記各情報ビットと前記各冗長ビットとの時刻を合わせて出力することを特徴とする請求項10に記載の通信方法。

【請求項12】 リードソロモン符号とターボ符号とを併用することとし、

送信側では、リードソロモン符号化後、ターボ符号化を実施し、

受信側では、ターボ符号を復号後、リードソロモン符号を復号することを特徴とする請求項10または11に記載

載の通信方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、マルチキャリア変復調方式を採用する通信装置および通信方法に関するものであり、特に、DMT (Discrete Multi Tone) 変復調方式やOFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) 変復調方式等により、既存の通信回線を用いたデータ通信を実現可能とする通信装置、および通信方法に関するものである。ただし、本発明は、DMT変復調方式によりデータ通信を行う通信装置に限らず、通常の通信回線を介して、マルチキャリア変復調方式およびシングルキャリア変復調方式により有線通信および無線通信を行うすべての通信装置に適用可能である。

【0002】

【従来の技術】 以下、従来の通信方法について説明する。たとえば、SS (Spread Spectrum) 方式を用いた広帯域CDMA (W-CDMA: Code Division Multiple Access) においては、畳込み符号の性能を大きく上回る誤り訂正符号として、ターボ符号が提案されている。このターボ符号は、情報系列にインタリーブを施した系列を既知の符号化系列と並列に符号化するもので、シャノン限界に近い特性が得られると言われており、現在最も注目されている誤り訂正符号の1つである。上記W-CDMAにおいては、誤り訂正符号の性能が、音声伝送やデータ伝送における伝送特性を大きく左右するため、ターボ符号の適用により伝送特性を大幅に向上させることができる。

【0003】 ここで、上記ターボ符号を用いた従来の通信装置の送信系および受信系の動作を具体的に説明する。図8は、送信系において使用されるターボ符号器の構成を示す図である。図8(a)において、101は情報系列を畳込み符号化して冗長ビットを出力する第1の再帰的組織畳込み符号化器であり、102はインタリーブであり、103はインタリーブ102により入れ替え後の情報系列を畳込み符号化して冗長ビットを出力する第2の再帰的組織畳込み符号化器である。図8(b)は、第1の再帰的組織畳込み符号化器101および第2の再帰的組織畳込み符号化器103の内部構成を示す図であり、2つの再帰的組織畳込み符号化器は、それぞれ冗長ビットのみを出力する符号化器である。また、上記ターボ符号器で用いられるインタリーブ102では、情報ビット系列をランダムに入れ替える処理を行う。

【0004】 上記のように構成されるターボ符号器では、同時に、情報ビット系列: x_1 と、第1の再帰的組織畳込み符号化器101の処理により前記情報ビット系列を符号化した冗長ビット系列: x_2 と、第2の再帰的組織畳込み符号化器103の処理によりインタリーブ処理後の情報ビット系列を符号化した冗長ビット系列: x_3 と、を出力する。

5

【0005】図9は、受信系において使用されるターボ復号器の構成を示す図である。図9において、111は受信信号： y_1 と受信信号： y_2 とから対数尤度比を算出する第1の復号器であり、112および116は加算器であり、113および114はインタリバーであり、115は受信信号： y_1 と受信信号： y_3 とから対数尤度比を算出する第2の復号器であり、117はデインタリバーであり、118は第2の復号器115の出力を判定して元の情報ビット系列の推定値を出力する判定器である。なお、受信信号： y_1 、 y_2 、 y_3 は、それぞれ前記情報ビット系列： x_1 、冗長ビット系列： x_2 、 x_3 に伝送路のノイズやフェージングの影響を与えた信号である。

【0006】上記のように構成されるターボ復号器では、まず、第1の復号器111が、受信信号： y_{1k} と受信信号： y_{2k} から、対数尤度比： $L(U_k)$ を算出する（ k は時刻を表す）。このとき、対数尤度比： $L(U_k)$ は、以下のように表すことができる。

【数1】

$$L_e(U_k) = L(U_k) - y_{1k} - L_a(U_k) \quad \dots (2)$$

ただし、1回目の復号においては、事前情報が求められていないため、 $L_a(U_k) = 0$ である。

【0009】つぎに、インタリバー113および114では、受信信号： y_{1k} と外部情報： $L_e(U_k)$ を、受信信号： y_3 の時刻にあわせるために、信号の並べ替えを行う。そして、第2の復号器115では、第1の復号器111と同様に、受信信号： y_1 と受信信号： y_3 、および先に算出しておいた外部情報： $L_e(U_k)$ に基づいて、対数尤度比： $L(U_k)$ を算出する。その後、加算器116では、加算器112と同様に、（2）式を用いて、外部情報： $L_e(U_k)$ を算出する。このとき、デインタリバー117にて並べ替えられた外部情報は、事前情報： $L_a(U_k)$ として前記第1の復号器111にフィードバックされる。

【0010】最後に、ターボ復号器では、上記処理を、所定の回数にわたって繰り返し実行することにより、より精度の高い対数尤度比を算出し、そして、判定器118が、この対数尤度比に基づいて判定を行い、もとの情報ビット系列を推定する。具体的にいうと、たとえば、対数尤度比が“ $L(U_k) > 0$ ”であれば、推定情報ビット： x_{1k} を1と判定し、“ $L(U_k) \leq 0$ ”であれば、推定情報ビット： x_{1k} を0と判定する。

【0011】このように、従来の通信方法においては、誤り訂正符号として、ターボ符号を適用することにより、変調方式の多値化に応じて信号点間距離が近くなるような場合においても、音声伝送やデータ伝送における伝送特性を大幅に向上させることが可能となり、既知の畳込み符号よりも優れた特性を得ていた。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記、

6

$$* L(U_k) = y_{1k} + L_a(U_k) + L_e(U_k)$$

$$= \ln \frac{\Pr(x_{1k}=1|Y)}{\Pr(x_{1k}=0|Y)} \dots (1)$$

【0007】なお、 $L_e(U_k)$ は外部情報を表し、 $L_a(U_k)$ は1つ前の外部情報である事前情報を表し、 $\Pr(x_{1k}=1|Y)$ は、受信信号の全系列 $\{Y\}$ を受け取った状態で推定される推定情報ビット： x_{1k} が1である確率を表し、 $\Pr(x_{1k}=0|Y)$ は、全系列 $\{Y\}$ を受け取った状態で推定される推定情報ビット： x_{1k} が0である確率を表す。すなわち、（1）式では、推定情報ビット： x_{1k} が0である確率に対する推定情報ビット： x_{1k} が1である確率を求めることとなる。

【0008】つぎに、加算器112では、前記算出結果である対数尤度比から、第2の復号器115に対する外部情報を算出する。外部情報： $L_e(U_k)$ は、上記（1）に基づいて、以下のように表すことができる。

従来の通信方法においては、高精度な誤り訂正を行うため、送信側にて、すべての情報系列に対してターボ符号化を実施し、さらに、受信側にて、符号化されたすべての信号を復号し、その後、軟判定を行っている。具体的にいうと、たとえば、16QAMであれば4ビットのすべてのデータ（0000～1111：4ビットコンスタレーション）に対して、256QAMであれば8ビットのすべてのデータに対して、判定を行うことになる。したがって、上記のように、すべてのデータの判定を行う従来の通信方法を実施した場合、通信装置では、多値化に応じて符号器および復号器の計算量が増大する、という問題があった。

【0013】本発明は、上記に鑑みてなされたものであって、マルチキャリア変復調方式およびシングルキャリア変復調方式を用いたすべての通信に適用可能とし、さらに、多値化に伴ってコンスタレーションが増大する場合においても、計算量の削減と、従来と同様の良好な伝送特性と、を実現可能な通信装置、および通信方法を得ることを目的とする。

【0014】

【課題を解決するための手段】上述した課題を解決し、目的を達成するために、本発明にかかる通信装置にあっては、誤り訂正符号として、ターボ符号を採用する構成とし、送信データにおける所定数の下位ビットに対してターボ符号化を行うことにより、前記所定数に応じた情報ビットと、異なる手順で畳込み符号化された第1および第2の冗長ビットと、を出力するターボ符号化手段（後述する実施の形態のターボ符号器1に相当）と、前記所定数の情報ビットと前記各冗長ビットとを用いて、各情報ビットに対する誤り訂正能力を均一にするための

演算を行い、その演算結果と、前記送信データにおけるその他のビットと、を符号化結果として出力する演算手段（コンバージョン2に相当）と、受信信号における所定数の下位ビットから、情報ビットと第1の冗長ビットとを抽出し、その抽出結果と、事前情報として与えられた1つ前の軟判定出力（ない場合も含む）に基づいて軟判定を行う第1の復号手段（第1の復号器11、加算器12に相当）と、さらに、情報ビットと第2の冗長ビットとを抽出し、その抽出結果と、前記第1の復号手段からの軟判定出力に基づいて軟判定を行い、その結果を前記1つ前の軟判定出力として前記第1の復号手段に通知する第2の復号手段（第2の復号器15、インタリーブ13、14、加算器16、デインタリーブ17に相当）と、前記第1の復号手段と前記第2の復号手段による軟判定を所定回数にわたって繰り返し実行後、前記第2の復号手段の軟判定出力に基づいて、もとの情報ビットを推定する第1の判定手段（第1の判定器18に相当）と、前記受信信号における他のビットを硬判定することにより、もとの情報ビットを推定する第2の判定手段（第2の判定器19に相当）と、を備えることを特徴とする。

【0015】つぎの発明にかかる通信装置において、前記ターボ符号化手段は、インタリーブ処理後に符号化された一方の冗長ビットに対してデインタリーブ処理を行うデインタリーブ処理手段（デインタリーブ25に相当）を備え、前記各情報ビットと前記各冗長ビットとの時刻を合わせて出力することを特徴とする。

【0016】つぎの発明にかかる通信装置にあつては、リードソロモン符号とターボ符号とを併用することとし、送信側では、リードソロモン符号化後、ターボ符号化を実施し、受信側では、ターボ符号を復号後、リードソロモン符号を復号することを特徴とする。

【0017】つぎの発明にかかる通信装置にあつては、インタリーブ処理を符号化に取り入れたターボ符号を採用する符号器を備える構成とし、前記符号器が、複数ビットで構成される送信データを受け取り、前記送信データにおける所定数の下位ビットに対してターボ符号化を行うことにより、前記所定数に応じた情報ビットと、前記各情報ビットを畳込み符号化した第1の冗長ビットと、インタリーブ処理後の各情報ビットを畳込み符号化した第2の冗長ビットと、を出力するターボ符号化手段（ターボ符号器1に相当）と、前記所定数の情報ビットと前記各冗長ビットとを用いて、各情報ビットに対する誤り訂正能力を均一にするための演算を行う演算手段（コンバージョン2に相当）と、を備え、前記演算結果と、前記送信データにおけるその他のビットと、を符号化結果として出力することを特徴とする。

【0018】つぎの発明にかかる通信装置において、前記ターボ符号化手段は、前記第2の冗長ビットに対してデインタリーブ処理を行うデインタリーブ処理手段（デ

インタリーブ25に相当）を備え、前記各情報ビットと、前記第1の冗長ビットと、前記デインタリーブ処理後の第2の冗長ビットと、の時刻を合わせて出力することを特徴とする。

【0019】つぎの発明にかかる通信装置にあつては、インタリーブ処理を符号化に取り入れたターボ符号を採用する符号器を備える構成とし、前記符号器が、複数ビットで構成される送信データを受け取り、前記送信データにおける所定数の下位ビットに対してターボ符号化を行うことにより、前記所定数に応じた情報ビットと、前記情報ビットを畳込み符号化した第1の冗長ビットと、インタリーブ処理後の情報ビットを畳込み符号化した第2の冗長ビットと、を出力するターボ符号化手段を備え、前記各情報ビットと、前記第1および第2の冗長ビットに加えて、前記送信データにおけるその他のビットを符号化結果として出力することを特徴とする。

【0020】つぎの発明にかかる通信装置にあつては、リードソロモン符号とターボ符号とを併用することとし、リードソロモン符号化後、ターボ符号化を実施することを特徴とする。

【0021】つぎの発明にかかる通信装置にあつては、ターボ符号化された受信信号を軟判定により復号する復号器を備える構成とし、前記復号器が、前記受信信号における所定数の下位ビットから、情報ビットと、畳込み符号化された第1の冗長ビットと、を抽出し、その抽出結果と、事前情報として与えられた1つ前の軟判定出力（ない場合も含む）に基づいて、前記情報ビットの軟判定を行う第1の復号手段（第1の復号器11、加算器12に相当）と、前記受信信号における所定数の下位ビットから、前記符号器側の出力数に応じた情報ビットと、前記第1の冗長ビットと異なる方法で畳込み符号化された第2の冗長ビットと、を抽出し、その後、抽出結果と、前記第1の復号手段からの軟判定出力に基づいて、前記情報ビットの軟判定を行い、その結果を前記1つ前の軟判定出力として前記第1の復号手段に通知する第2の復号手段（第2の復号器15、インタリーブ13、14、加算器16、デインタリーブ17に相当）と、前記第1の復号手段と第2の復号手段による軟判定を所定回数にわたって繰り返し実行後、前記第2の復号手段の軟判定出力に基づいて、もとの情報ビットを推定する第1の判定手段（第1の判定器18に相当）と、前記受信信号における他のビットを硬判定することにより、もとの情報ビットを推定する第2の判定手段（第2の判定器19に相当）と、を備えることを特徴とする。

【0022】つぎの発明にかかる通信装置にあつては、送信側がリードソロモン符号とターボ符号とを併用している場合、ターボ符号を復号後、リードソロモン符号を復号することを特徴とする。

【0023】つぎの発明にかかる通信方法にあつては、送信データにおける所定数の下位ビットに対してターボ

符号化を行うことにより、前記所定数に応じた情報ビットと、異なる手順で畳込み符号化された第1および第2の冗長ビットと、を出力するターボ符号化ステップと、前記所定数の情報ビットと前記各冗長ビットとを用いて、各情報ビットに対する誤り訂正能力を均一にするための演算を行い、その演算結果と、前記送信データにおけるその他のビットと、を符号化結果として出力する演算ステップと、受信信号における所定数の下位ビットから、情報ビットと第1の冗長ビットとを抽出し、その抽出結果と、事前情報として与えられた1つ前の軟判定出力（ない場合も含む）に基づいて軟判定を行う第1の復号ステップと、さらに、情報ビットと第2の冗長ビットとを抽出し、その抽出結果と、前記第1の復号ステップにおける軟判定出力に基づいて軟判定を行い、その結果を前記1つ前の軟判定出力とする第2の復号ステップと、前記第1の復号ステップと前記第2の復号ステップによる軟判定を所定回数にわたって繰り返し実行後、前記第2の復号ステップによる軟判定出力に基づいて、もとの情報ビットを推定する第1の判定ステップと、前記受信信号における他のビットを硬判定することにより、もとの情報ビットを推定する第2の判定ステップと、を含むことを特徴とする。

【0024】つぎの発明にかかる通信方法において、前記ターボ符号化ステップにあつては、インタリーブ処理後に符号化された一方の冗長ビットに対してデインタリーブ処理を行うデインタリーブ処理ステップを含み、前記各情報ビットと前記各冗長ビットとの時刻を合わせて出力することを特徴とする。

【0025】つぎの発明にかかる通信方法にあつては、リードソロモン符号とターボ符号とを併用することとし、送信側では、リードソロモン符号化後、ターボ符号化を実施し、受信側では、ターボ符号を復号後、リードソロモン符号を復号することを特徴とする。

【0026】

【発明の実施の形態】以下に、本発明にかかる通信装置および通信方法の実施の形態を図面に基づいて詳細に説明する。なお、この実施の形態によりこの発明が限定されるものではない。

【0027】図1は、本発明にかかる通信装置で使われる符号器（ターボ符号器とコンバージョンの組み合わせ）、および復号器（ターボ復号器と硬判定器の組み合わせ）の構成を示す図であり、詳細には、図1（a）が本実施の形態における符号器の構成を示す図であり、図1（b）が復号器の構成を示す図である。本実施の形態における通信装置においては、上記符号器および復号器の両方の構成を備えることとし、高精度なデータの誤り訂正能力をもつことにより、データ通信および音声通信において優れた伝送特性を得る。なお、本実施の形態においては、説明の便宜上、上記両方の構成を備えることとしたが、たとえば、2つのうちの符号器だけを備える

送信機を想定することとしてもよいし、一方、復号器だけを備える受信機を想定することとしてもよい。

【0028】また、図1（a）の符号器において、1は誤り訂正符号としてターボ符号を採用することによりシャノン限界に近い性能を得ることが可能なターボ符号器であり、2はターボ符号器1から受け取るデータを転換するコンバージョンであり、たとえば、ターボ符号器2では、2ビットの情報ビットの入力に対して、2ビットの情報ビットと2ビットの冗長ビットを出力し、コンバージョン2では、受け取った4ビットのデータに対して、受信側において各情報ビットに対する訂正能力が均一になるような演算を行う。

【0029】一方、図1（a）の復号器において、11は受信信号：Lcy（後述の受信信号：v0, v1, w0, w1に相当）から対数尤度比を算出する第1の復号器であり、12および16は加算器であり、13および14はインタリーブであり、15は受信信号：Lcy（後述の受信信号：v0, v1, w0, w1に相当）から対数尤度比を算出する第2の復号器であり、17はデインタリーブであり、18は第2の復号器15の出力を判定して元の情報ビット系列の推定値を出力する第1の判定器であり、19はLcy（後述の受信信号：v2..., w2...に相当）を硬判定して元の情報ビット系列の推定値を出力する第2の判定器である。

【0030】ここで、上記符号器および復号器の動作を説明する前に、本発明にかかる通信装置の基本動作を図面に基づいて簡単に説明する。たとえば、DMT（Discrete Multi Tone）変復調方式を用いて、データ通信を行う有線系デジタル通信方式としては、既設の電話回線を使用して数メガビット/秒の高速デジタル通信を行うADSL（Asymmetric Digital Subscriber Line）通信方式、およびHDSL（high-bit-rate Digital Subscriber Line）通信方式等のxDSL通信方式がある。なお、この方式は、ANSIのT1.413等において標準化されている。以降、本実施の形態の説明については、たとえば、上記ADSLに適応可能な通信装置を用いることとする。

【0031】図2は、本発明にかかる通信装置の送信系の構成を示す図である。図2において、送信系では、送信データをマルチプレックス/シンクコントロール（図示のMUX/SYNC CONTROLに相当）41にて多重化し、多重化された送信データに対してサイクリックリダンダンシィチェック（CRC：Cyclic redundancy checkに相当）42、43にて誤り検出用コードを付加し、さらに、フォワードエラーコリクション（SCRAM&FECに相当）44、45にてFEC用コードの付加およびスクランブル処理を行う。

【0032】なお、マルチプレックス/シンクコントロール41から、トーンオーダリング49に至るまでには2つの経路があり、一つはインタリーブ（INTERLEAVE）

46が含まれるインタリーブドデータバッファ (Interleaved Data Buffer) 経路であり、もう一方はインタリーブ46を含まないファーストデータバッファ (Fast Data Buffer) 経路であり、たとえば、インタリーブ処理を行うインタリーブドデータバッファ経路の方の遅延が大きくなる。

【0033】その後、送信データは、レートコンバータ (RATE-CONVERTORに相当) 47、48にてレートコンバート処理を行い、トーンオーダリング (TONE ORDERINGに相当) 49にてトーンオーダリング処理を行う。そして、トーンオーダリング処理後の送信データに基づいて、コンスタレーションエンコーダ/ゲインスケール (CONSTELLATION AND GAIN SCALLNGに相当) 50にてコンスタレーションデータを作成し、逆高速フーリエ変換部 (IFFT: Inverse Fast Fourier transformに相当) 51にて逆高速フーリエ変換を行う。

【0034】最後に、インプットパラレル/シリアルバッファ (INPUT PARALLEL/SERIAL BUFFERに相当) 52にてフーリエ変換後のパラレルデータをシリアルデータに変換し、アナログプロセッシング/ディジタル-アナログコンバータ (ANALOG PROCESSING AND DACに相当) 53にてディジタル波形をアナログ波形に変換し、フィルタリング処理を実行後、送信データを電話回線上に送信する。

【0035】図3は、本発明にかかる通信装置の受信系の構成を示す図である。図3において、受信系では、受信データ (前述の送信データ) に対し、アナログプロセッシング/アナログ-ディジタルコンバータ (図示のANALOG PROCESSING AND ADCに相当) 141にてフィルタリング処理を実行後、アナログ波形をディジタル波形に変換し、タイムドメインイコライザ (TEQに相当) 142にて時間領域の適応等化処理を行う。

【0036】時間領域の適応等化処理が実行されたデータについては、インプットシリアル/パラレルバッファ (INPUT SERIAL / PARALLEL BUFFERに相当) 143にてシリアルデータからパラレルデータに変換され、そのパラレルデータに対して高速フーリエ変換部 (FFT: Fast Fourier transformに相当) 144にて高速フーリエ変換を行い、その後、周波数ドメインイコライザ (FEQに相当) 145にて周波数領域の適応等化処理を行う。

【0037】そして、周波数領域の適応等化処理が実行されたデータについては、コンスタレーションデコーダ/ゲインスケール (CONSTELLATION DECODER AND GAIN SCALLNGに相当) 146およびトーンオーダリング (TONE ORDERINGに相当) 147にて行われる複合処理 (最尤複合法) およびトーンオーダリング処理により、シリアルデータに変換される。その後、レートコンバータ (RATE-CONVERTORに相当) 148、149によるレートコンバート処理、デインタリーブ (DEINTERLEAVEに相当) 150によるデインタリーブ処理、フォワードエラ

ーコレクション (DESCRAM&FECに相当) 151、152によるFEC処理およびデスクランブル処理、およびサイクリックリダンダンシィチェック (cyclic redundancy checkに相当) 153、154による巡回冗長検査等の処理が行われ、最終的にマルチプレックス/シンクコントロール (MUX/SYNC CONTROLに相当) 155から受信データが再生される。

【0038】上記に示すような通信装置においては、受信系と送信系においてそれぞれ2つの経路を備え、この2つの経路を使い分けることにより、またはこの2つの経路を同時に動作させることにより、低伝送遅延および高レートのデータ通信を実現可能としている。

【0039】なお、上記のように構成される通信装置においては、図1(a)に示す符号器が、上記送信系におけるコンスタレーションエンコーダ/ゲインスケール50に位置付けられ、図1(b)に示す復号器が、上記受信系におけるコンスタレーションデコーダ/ゲインスケール146に位置付けられる。

【0040】以下、本実施の形態における符号器 (送信系) および復号器 (受信系) の動作を図面にしたがって詳細に説明する。まず、図1(a)に示す符号器の動作について説明する。図4は、マルチキャリア変復調方式におけるトーン構成 (a) 参照) と、4ビットコンスタレーションに適用可能な符号器の構成 (b) 参照) を示す図である。なお、本実施の形態では、図4(a)に示すように、多値直交振幅変調 (QAM: Quadrature Amplitude Modulation) として、たとえば、16QAM方式を採用し、さらにマルチキャリアのうちの2つのトーンについて符号化を行う。また、本実施の形態の符号器においては、すべての入力データに対してターボ符号化を実行する従来技術と異なり、図4(b)に示すように、下位2ビットの入力データに対してターボ符号化を実施し、他の上位ビットについては入力データをそのままの状態で出力する。

【0041】ここで、下位2ビットの入力データについてのみターボ符号化を実行する理由を説明する。図5は、各種ディジタル変調の信号点配置を示す図であり、具体的にいうと、図5(a)が4相PSK (Phase Shift Keying) 方式の信号点配置であり、(b)が16QAM方式の信号点配置であり、(c)が64QAM方式の信号点配置である。

【0042】たとえば、上記すべての変調方式の信号点配置において、受信信号点がaまたはbの位置である場合、通常、受信側では、軟判定により情報ビット系列 (送信データ) として最も確からしいデータを推定する。すなわち、受信信号点との距離が最も近い信号点を送信データとして判定することになる。しかしながら、このとき、たとえば、図5を用いて受信信号点aおよびbに着目すると、いずれの場合 (図5(a) (b) (c) に相当) においても、受信信号点に最も近い4点

の下位2ビットが、(0, 0) (0, 1) (1, 0) (1, 1)であることがわかる。そこで、本実施の形態においては、特性が劣化する可能性のある4つの信号点(信号点間距離が最も近い4点)の下位2ビットに対して、優れた誤り訂正能力をもつターボ符号化を実施し、受信側で軟判定を行う。一方、特性が劣化する可能性の低いその他の上位ビットは、そのままの状態で出力し、受信側で硬判定を行う構成とした。ただし、情報ビット系列 u_3, u_4, u_5, u_6 については、それぞれ v_2, v_3, w_2, w_3 に対応する。

【0043】これにより、本実施の形態においては、多値化に伴って劣化する可能性のある特性を向上させることができ、さらに、受信信号の下位2ビットに対してのみターボ符号化を実施するため、すべてのビットをターボ符号化の対象とする従来技術と比較して、演算量を大幅に削減することができる。

【0044】続いて、入力された下位2ビットの送信データ： u_1, u_2 に対してターボ符号化を実施する図4(b)に示すターボ符号器1の動作について説明する。図6は、ターボ符号器1の回路構成を示す図である。図6において、21は第1の再帰的組織畳込み符号化器であり、22および23は、インタリーブであり、24は第2の再帰的組織畳込み符号化器であり、25はデインタリーブである。ターボ符号器1では、同時に、情報系列に相当する送信データ： u_{1k}, u_{2k} と(k は時刻を表す)、第1の再帰的組織畳込み符号化器21の処理により前記送信データを符号化した冗長データ： u_{ak} と、第2の再帰的組織畳込み符号化器24の処理によりインタリーブ処理後の送信データを符号化し、その後、デインタリーブ処理により元の時刻に合わせた冗長データ： u_{bk} と、を出力する。

【0045】このように、本実施の形態においては、第2の再帰的組織畳込み符号化器24の後段に、デインタリーブ25を追加する構成とすることにより、送信データと冗長データの時刻を合わせることが可能となり、後続のコンバージョン2による演算処理を効率的に実行することができるようになる。

【0046】つぎに、ターボ符号器1から2ビットの送信データ： u_1, u_2 と2ビットの冗長データ： u_a, u_b を受け取ったコンバージョン2では、受信側において各送信データに対する訂正能力が均一になるような演算処理を行う。

【0047】たとえば、コンバージョン2がない状態で、送信データ： u_1, u_2 と冗長データ： u_a, u_b を送信した場合、受信側においては、受信信号： u_a', u_b' ($'$ は伝送路のノイズやフェージングの影響を受けた受信信号を表す)を用いて、元の送信データ： u_1, u_2 を推定することになる。しかしながら、この場合、第1の再帰的組織畳込み符号化器21の出力に相当する受信データ： u_a' と、各インタリーブと第2の再帰的組織

畳込み符号化器24と各デインタリーブを経由して出力された受信データ： u_b' とでは、それぞれの誤り訂正能力が異なるため、図7に示すように、ビット誤りの確率に差がでてしまう。そこで、本実施の形態においては、以下の計算式を実行することで、受信側におけるビット誤り率の均一化を図る。

$$v_1 = u_2 + u_a \quad (3)$$

$$v_0 = u_2 \quad (4)$$

$$w_1 = u_2 + u_1 + u_a + u_b \quad (5)$$

$$w_0 = u_2 + u_1 \quad (6)$$

なお、上記 v および w は、それぞれが図4(a)に示す各トーンに対応する。

【0048】このように、本実施の形態においては、符号器内に上記ターボ符号器1とコンバージョン2とを備えることにより、マルチキャリア変復調方式を用いた通信に適用可能とし、さらに、変調方式の多値化に伴ってコンスタレーションが増大する場合においても、計算量の削減と、従来と同様の良好な伝送特性と、を実現することが可能となる。なお、本実施の形態においては、符号器内に上記ターボ符号器1とコンバージョン2とを備える構成としたが、これに限らず、たとえば、上記ビット誤り率の差を許容した場合には、コンバージョン2を削除し、さらに演算量を削減させることが可能となる。また、本実施の形態においては、変調方式として、16QAM方式を一例として説明を行ったが、これに限らず、その他の変調方式(256QAM等)を用いた場合においても、同様の効果を得ることができる。

【0049】つぎに、図1(b)に示す復号器の動作について説明する。なお、本実施の形態では、多値直交振幅変調(QAM)として、たとえば、16QAM方式を採用し、さらにマルチキャリアのうちの2つのトーンについて復号処理を行う場合について説明する。また、本実施の形態の符号器においては、受信データの下位2ビットに対してターボ復号を実施し、軟判定により元の送信データを推定し、他の上位ビットについては、受信データを第2の判定器19で硬判定することにより、元の送信データを推定する。ただし、受信信号 L_{cy} ： $V_0, V_1, V_2, V_3, W_0, W_1, W_2, W_3$ は、それぞれ前記送信側の出力： $v_0, v_1, v_2, v_3, w_0, w_1, w_2, w_3$ に伝送路のノイズやフェージングの影響を与えた信号である。

【0050】まず、受信信号 L_{cy} ： V_0, V_1, W_0, W_1 を受け取ったターボ復号器では、まず、第1の復号器11が、これらの受信信号から推定される推定情報ビット： u_{1k}', u_{2k}' の対数尤度比： $L(u_{1k}')$, $L(u_{2k}')$ を算出する(k は時刻を表す)。なお、対数尤度比を算出する復号器としては、たとえば、既知の最大事後確率復号器(MAPアルゴリズム：Maximum A-Posteriori)が用いられることが多いが、たとえば、既知のビタビ復号器を用いることとしてもよい。

【0051】このとき、対数尤度比： $L(u_{1k}')$ 、 $L(u_{2k}')$ は、以下のように表すことができる。

【数2】

$$L(u_{1k}') = L_{cy} + La(u_{1k}) + Le(u_{1k})$$

$$= L_n \frac{\Pr(u_{1k}'=1|L_{cy})}{\Pr(u_{1k}'=0|L_{cy})} \dots\dots (7)$$

【0052】

【数3】

$$L(u_{2k}') = L_{cy} + La(u_{2k}) + Le(u_{2k})$$

$$= L_n \frac{\Pr(u_{2k}'=1|L_{cy})}{\Pr(u_{2k}'=0|L_{cy})} \dots\dots (8)$$

【0053】なお、本実施の形態において、 $Le(u_{1k})$ 、 $Le(u_{2k})$ は外部情報を表し、 $La(u_{1k})$ 、 $La(u_{2k})$ は1つ前の外部情報である事前*

$$Le(u_{1k}) = L(u_{1k}') - L_{cy} - La(u_{1k}) \dots (9)$$

$$Le(u_{2k}) = L(u_{2k}') - L_{cy} - La(u_{2k}) \dots (10)$$

ただし、1回目の復号においては、事前情報が求められていないため、 $La(u_{1k}) = 0$ 、 $La(u_{2k}) = 0$ である。

【0055】つぎに、インタリーバ13および14では、受信信号 L_{cy} と外部情報： $Le(u_{1k})$ 、 $Le(u_{2k})$ に対して信号の並べ替えを行う。そして、第2の復号器15では、第1の復号器11と同様に、受信信号 L_{cy} 、および先に算出しておいた事前情報： $La(u_{1k})$ 、 $La(u_{2k})$ に基づいて、対数尤度比： $L(u_{1k}')$ 、 $L(u_{2k}')$ を算出する。その後、加算器16では、加算器12と同様に、(9)(10)式を用いて、外部情報： $Le(u_{1k})$ 、 $Le(u_{2k})$ を算出する。このとき、デインタリーブ17にて並べ替えられた外部情報は、事前情報： $La(u_{1k})$ 、 $La(u_{2k})$ として、前記第1の復号器11にフィードバックされる。

【0056】その後、上記ターボ復号器では、上記処理を、所定の回数にわたって繰り返し実行することにより、より精度の高い対数尤度比を算出し、最後に、第1の判定器18が、この対数尤度比に基づいて信号の判定を行い、もとの送信データを推定する。具体的にいうと、たとえば、対数尤度比が“ $L(u_{1k}') > 0$ ”であれば、 u_{1k}' を1と判定し、“ $L(u_{1k}') \leq 0$ ”であれば、 u_{1k}' を0と判定し、同様に、対数尤度比が“ $L(u_{2k}') > 0$ ”であれば、 u_{2k}' を1と判定し、“ $L(u_{2k}') \leq 0$ ”であれば、 u_{2k}' を0と判定する。なお、同時に受信する受信信号 $L_{cy} : V_2, V_3, W_2, W_3$ については、第2の判定器19を用いて硬判定される。

【0057】このように、本実施の形態においては、変調方式の多値化に伴ってコンスタレーションが増大する

*情報を表し、 $\Pr(u_{1k}'=1 | \{L_{cy}\})$ は、受信信号の全系列： $\{L_{cy}\}$ を受け取った状態で推定される推定情報ビット： u_{1k}' が1である事後確率を表し、 $\Pr(u_{1k}'=0 | \{L_{cy}\})$ は u_{1k}' が0である事後確率を表し、 $\Pr(u_{2k}'=1 | \{L_{cy}\})$ は、受信信号の全系列： $\{L_{cy}\}$ を受け取った状態で推定される推定情報ビット： u_{2k}' が1である事後確率を表し、 $\Pr(u_{2k}'=0 | \{L_{cy}\})$ は u_{2k}' が0である事後確率を表す。すなわち、(7)(8)式では、 u_{2k}' が0である確率に対する u_{2k}' が1である確率と、 u_{1k}' が0である確率に対する u_{1k}' が1である確率と、を求めることとなる。

【0054】つぎに、加算器12では、前記算出結果である対数尤度比から、第2の復号器15に対する外部情報を算出する。外部情報： $Le(u_{1k})$ 、 $Le(u_{2k})$ は、上記(7)(8)式に基づいて、以下のように表すことができる。

場合においても、特性劣化の可能性がある受信信号の下位2ビットに対して軟判定を行うターボ復号器と、受信信号におけるその他のビットに対して硬判定を行う判定器と、を備えることにより、計算量の多い軟判定部分の削減と、従来と同様の良好な伝送特性と、を実現することが可能となる。なお、本実施の形態のようなランダム誤りとバースト誤りが混在するような伝送路においては、シンボル単位での誤り訂正を行うR-S符号(リードソロモン)や他の既知の誤り訂正符号等との併用により、さらに優れた伝送特性を得ることができる。

【0058】

【発明の効果】以上、説明したとおり、本発明によれば、マルチキャリア変復調方式を用いた通信に適用可能とし、さらに、ターボ符号化手段と演算手段とを備えることにより、変調方式の多値化に伴ってコンスタレーションが増大する場合においても、計算量の削減、および従来と同様の良好な伝送特性を実現することが可能な通信装置を得ることができる、という効果を奏する。また、特性劣化の可能性がある受信信号の下位2ビットに対して軟判定を行い、受信信号におけるその他のビットに対して硬判定を行うことにより、変調方式の多値化に伴ってコンスタレーションが増大する場合においても、計算量の多い軟判定部分の削減、および従来と同様の良好な伝送特性を実現することが可能な通信装置を得ることができる、という効果を奏する。

【0059】つぎの発明によれば、ターボ符号化手段にデインタリーブ処理手段を追加する構成とすることにより、送信データと冗長データの時刻を合わせることが可能となり、後続の演算手段による演算処理を効率的に実行することが可能な通信装置を得ることができる、とい

う効果を奏する。

【0060】つぎの発明によれば、ランダム誤りとバースト誤りが混在するような伝送路においても、シンボル単位での誤り訂正を行うR-S符号との併用により、さらに優れた伝送特性を得ることが可能な通信装置を得ることができる、という効果を奏する。

【0061】つぎの発明によれば、マルチキャリア変復調方式を用いた通信に適用可能とし、さらに、ターボ符号化手段と演算手段とを備えることにより、変調方式の多値化に伴ってコンスタレーションが増大する場合におい

ても、計算量の削減、および従来と同様の良好な伝送特性を実現することが可能な通信装置を得ることができる、という効果を奏する。

【0062】つぎの発明によれば、ターボ符号化手段にデインタリーブ処理手段を追加する構成とすることにより、送信データと冗長データの時刻を合わせることが可能となり、後続の演算手段による演算処理を効率的に実行することが可能な通信装置を得ることができる、という効果を奏する。

【0063】つぎの発明によれば、各情報ビットに対するビット誤り率の差を許容した場合、演算手段を削除することにより、さらに演算量を削減させることが可能な通信装置を得ることができる、という効果を奏する。

【0064】つぎの発明によれば、ランダム誤りとバースト誤りが混在するような伝送路においても、シンボル単位での誤り訂正を行うR-S符号との併用により、さらに優れた伝送特性を得ることができる、という効果を奏する。

【0065】つぎの発明によれば、特性劣化の可能性がある受信信号の下位2ビットに対して軟判定を行い、受信信号におけるその他のビットに対して硬判定を行うことにより、変調方式の多値化に伴ってコンスタレーションが増大する場合においても、計算量の多い軟判定部分の削減、および従来と同様の良好な伝送特性を実現することが可能な通信装置を得ることができる、という効果を奏する。

【0066】つぎの発明によれば、ランダム誤りとバースト誤りが混在するような伝送路においても、シンボル単位での誤り訂正を行うR-S符号との併用により、さらに優れた伝送特性を得ることができる、という効果を

【0067】つぎの発明によれば、マルチキャリア変復調方式を用いた通信に適用可能とし、さらに、ターボ符号化ステップと演算ステップとを含むことにより、変調方式の多値化に伴ってコンスタレーションが増大する場合においても、計算量の削減、および従来と同様の良好な伝送特性を実現することが可能な通信方法を得ることができる、という効果を奏する。また、特性劣化の可能性のある受信信号の下位2ビットに対して軟判定を行

行うことにより、変調方式の多値化に伴ってコンスタレーションが増大する場合においても、計算量の多い軟判定部分の削減、および従来と同様の良好な伝送特性を実現することが可能な通信方法を得ることができる、という効果を奏する。

【0068】つぎの発明によれば、ターボ符号化ステップにデインタリーブ処理ステップを追加することにより、送信データと冗長データの時刻を合わせることが可能となり、後続の演算ステップによる演算処理を効率的に実行することが可能な通信方法を得ることができる、という効果を奏する。

【0069】つぎの発明によれば、ランダム誤りとバースト誤りが混在するような伝送路においても、シンボル単位での誤り訂正を行うR-S符号との併用により、さらに優れた伝送特性を得ることが可能な通信方法を得ることができる、という効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明にかかる通信装置で使用する符号器および復号器の構成を示す図である。

【図2】 本発明にかかる通信装置の送信系の構成を示す図である。

【図3】 本発明にかかる通信装置の受信系の構成を示す図である。

【図4】 マルチキャリア変復調方式におけるトーン構成と4ビットコンスタレーションに適用可能な符号器の構成を示す図である。

【図5】 各種ディジタル変調の信号点配置を示す図である。

【図6】 ターボ符号器1の回路構成を示す図である。

【図7】 ビット誤り率の差を示す図である。

【図8】 従来のターボ符号器の構成を示す図である。

【図9】 従来のターボ復号器の構成を示す図である。

【符号の説明】

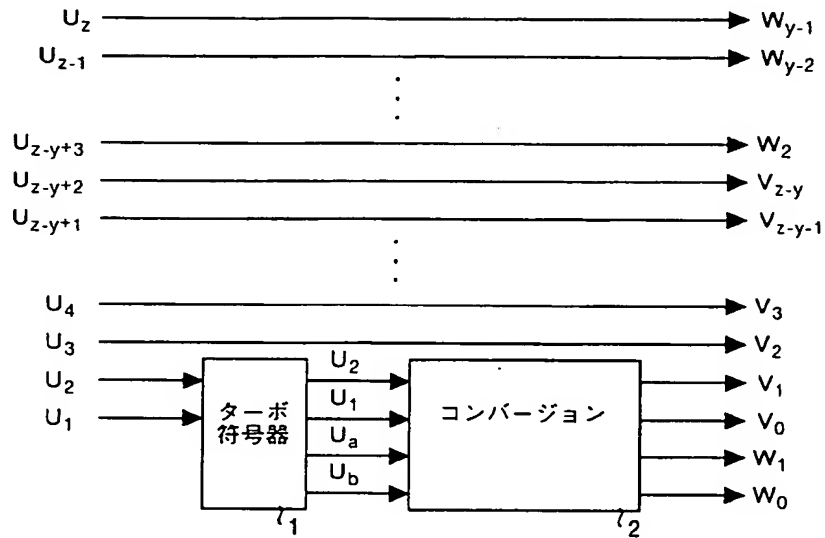
1 ターボ符号器、2 コンバージョン、11 第1の復号器、12、16 加算器、13、14、22、23 インタリーブ、15 第2の復号器、17、25 デインタリーブ、18 第1の判定器、19 第2の判定器、21 第1の再帰的組織畳込み符号化器、24 第2の再帰的組織畳込み符号化器、41 マルチプレックス/シンクコントロール、42、43 サイクリックリダンダンシィチェック(CRC)、44、45 フォワードエラーコレクション(FEC)、46 インタリーブ、47、48 レートコンバータ、49 トーンオーダリング、50 コンスタレーションエンコーダ/ゲインスケール、51 逆高速フーリエ変換部(IFFT)、52 インプットパラレル/シリアルバッファ、53 アナログプロセッシング/ディジタル-アナログコンバータ、141 アナログプロセッシング/アナログ-ディジタルコンバータ、142 タイムドメインイコライザ(TEC)、143 インプットシリアル/パラ

レルバッファ、144 高速フーリエ変換部 (FFT)、145 周波数ドメインイコライザ (FEC)、146 コンスタレーションエンコーダ/ゲインスケリング、147 トーンオーダリング、148、149 レートコンバータ、150 デインタリーブ、15

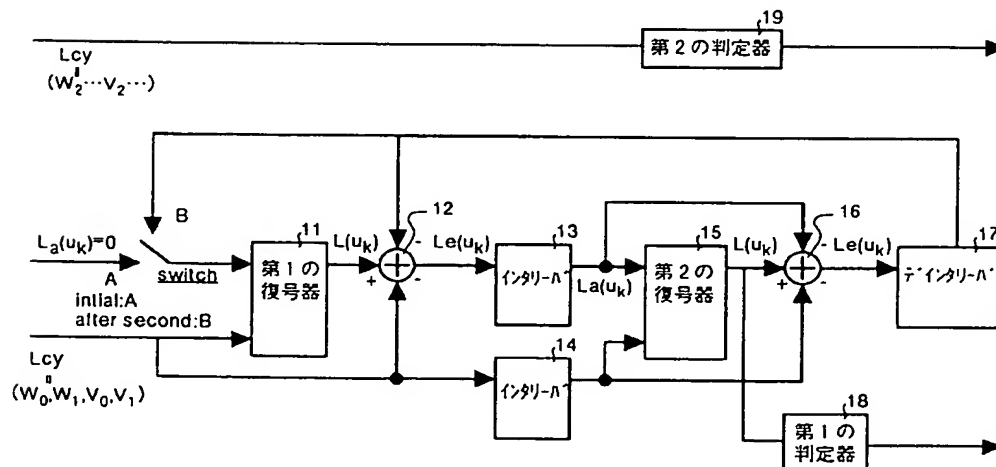
1、152 フォワードエラーコレクション、153、154 サイクリックリダンダンシィチェック (CRC)、155 マルチプレックス/シンクコントロール。

【図1】

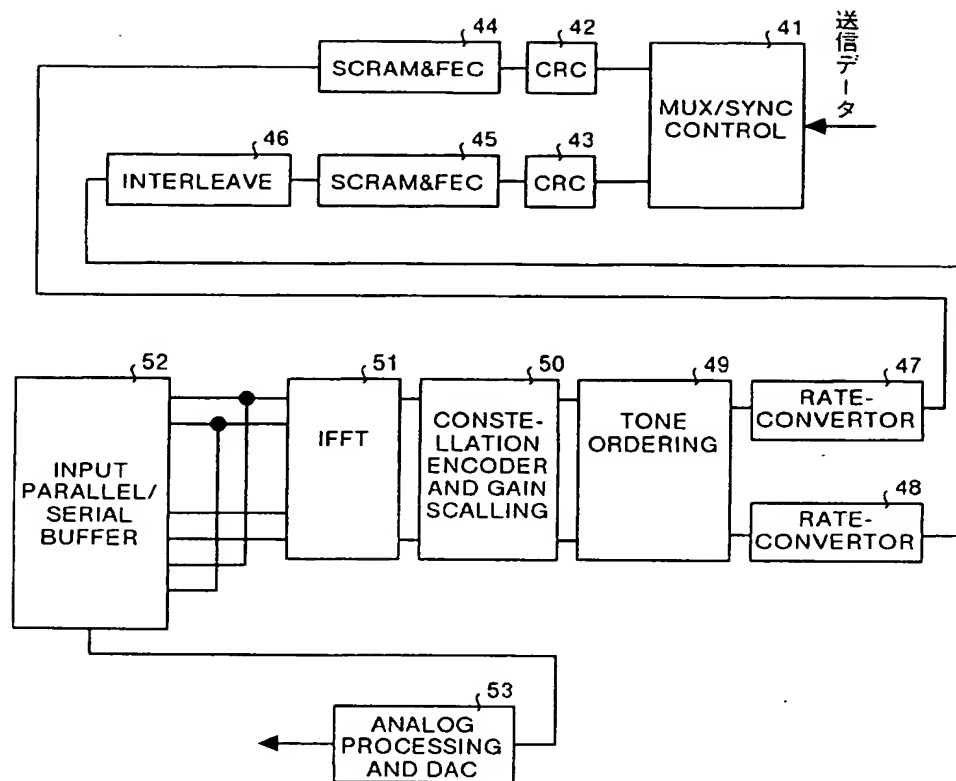
(a)



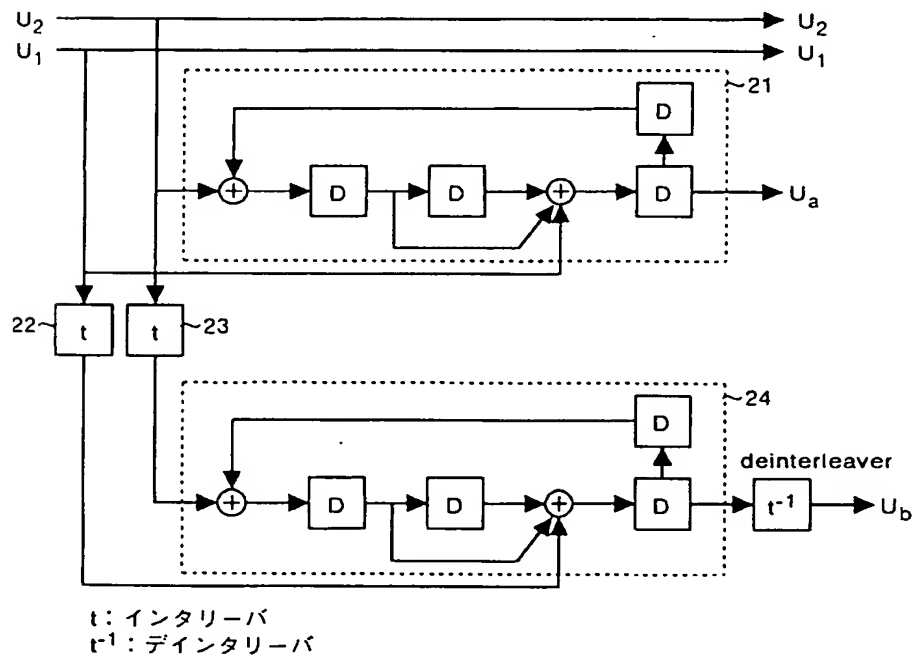
(b)



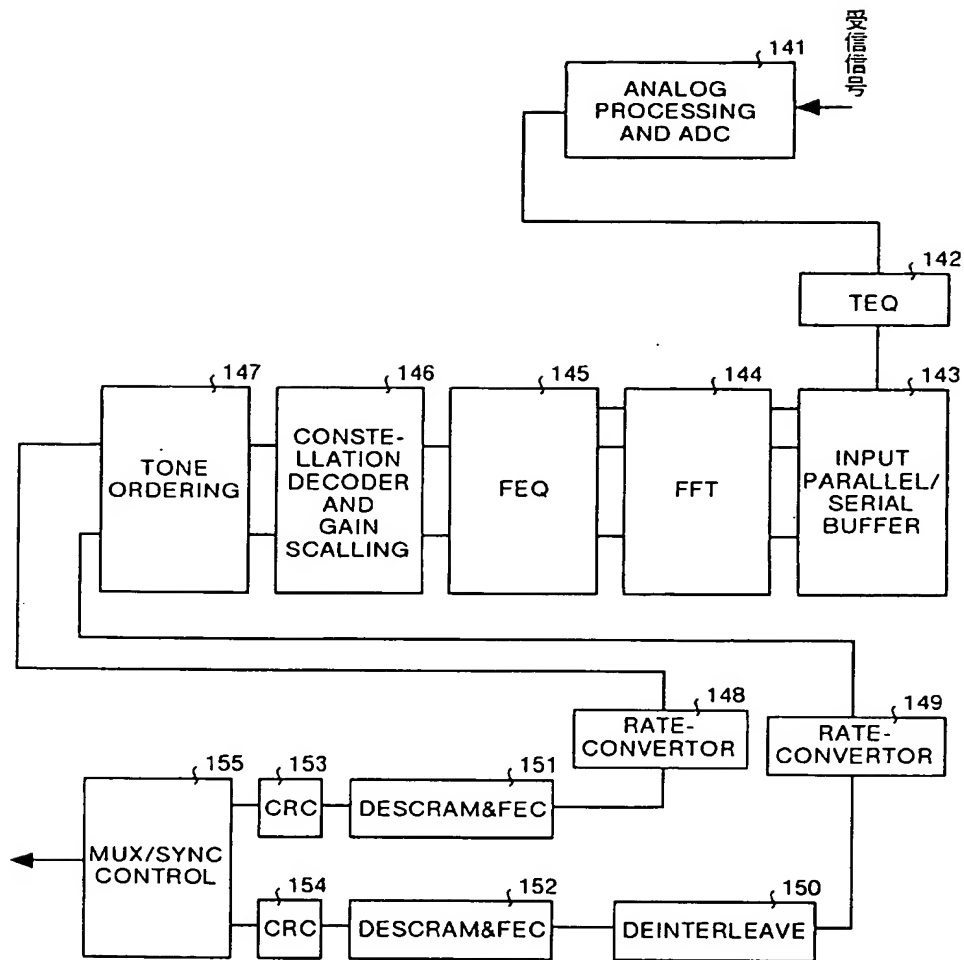
【図 2】



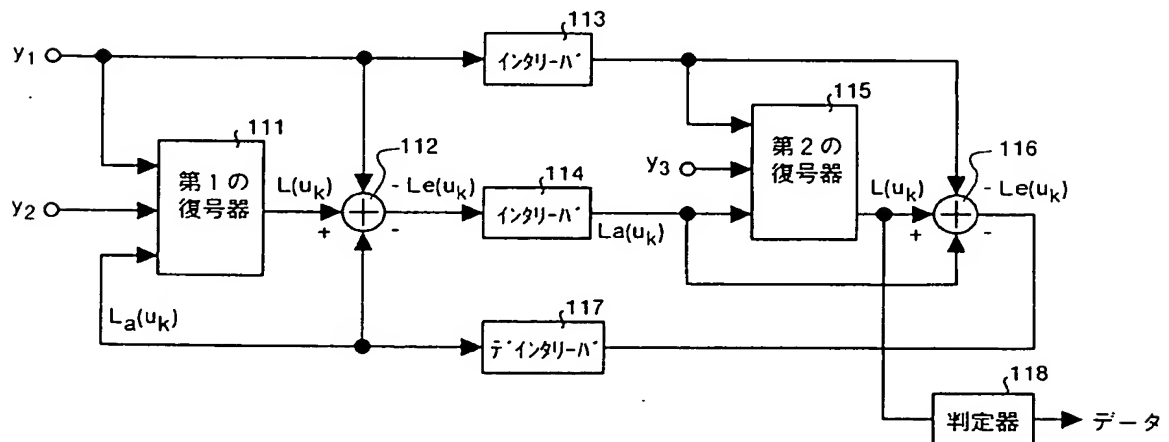
【図 6】



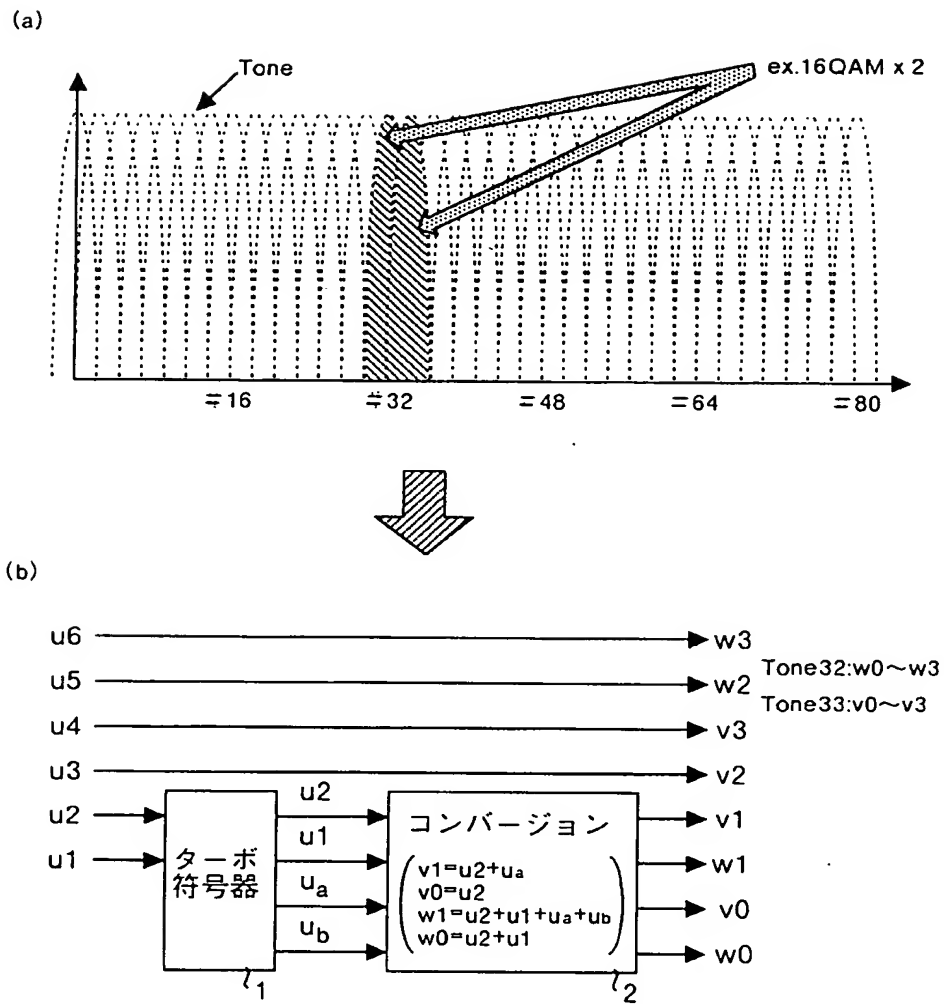
【図3】



【図9】

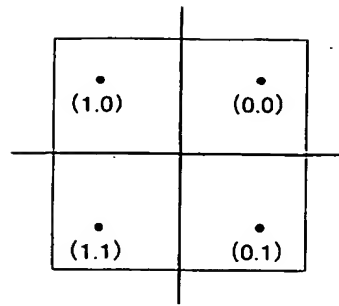


【図 4】

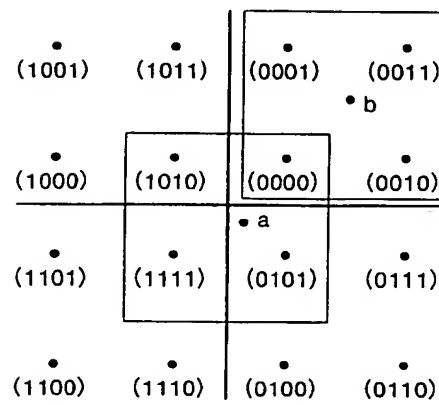


【図 5】

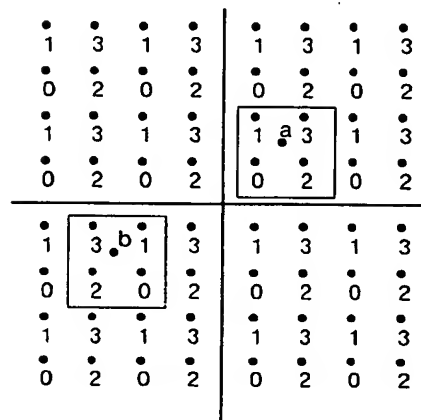
(a)



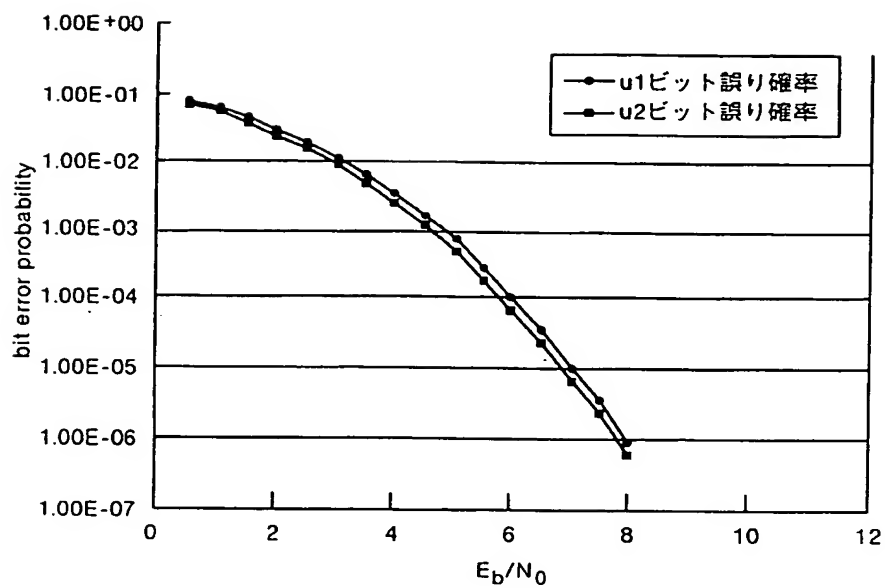
(b)



(c)

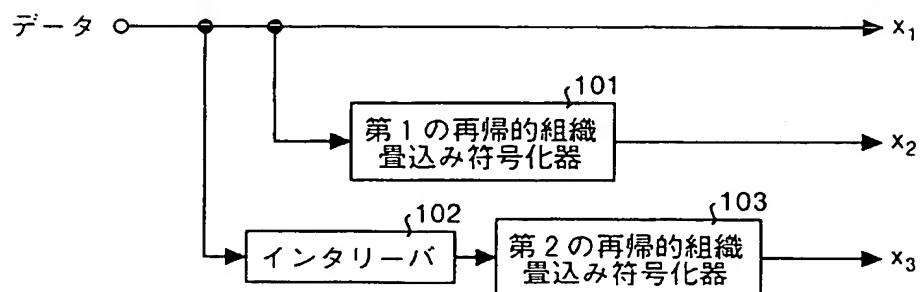


【図7】

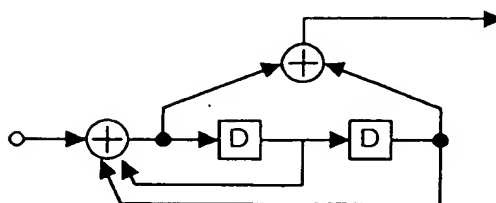


【図8】

(a)



(b)



フロントページの続き

(51) Int. Cl.⁷

識別記号

F I

テ-マ-ト (参考)

H 0 4 J 11/00

H 0 4 J 11/00

Z

H 0 4 L 27/00

H 0 4 L 27/00

B

F タ-ム (参考) 5J065 AA01 AB01 AC02 AD04 AD10
AD11 AF03 AG06 AH02 AH15
AH21
5K004 AA08 JD05
5K022 AA02 AA14 AA42 EE01